

公開実用平成 1-171114

⑯ 日本国特許庁(JP)

⑰ 実用新案出願公開

⑱ 公開実用新案公報(U) 平1-171114

⑤ Int. Cl. 4

識別記号

庁内整理番号

④③ 公開 平成1年(1989)12月4日

H 03 C 3/00

B-7922-5 J

審査請求 未請求 請求項の数 1 (全 頁)

⑥ 考案の名称 PLL方式FM変調器

②① 実 願 昭63-63043

②② 出 願 昭63(1988)5月12日

⑦ 考 案 者 大 島 忠 秋 埼玉県深谷市幡羅町1-9-2 株式会社東芝深谷工場内

⑧ 出 願 人 株 式 会 社 東 芝 神奈川県川崎市幸区堀川町72番地

⑨ 代 理 人 弁 理 士 伊 藤 進



明 細 書

1. 考案の名称

PLL方式FM変調器

2. 実用新案登録請求の範囲

基準発振器と、

変調信号を積分する積分器と、

前記基準発振器からの信号を前記積分器からの積分出力により位相変調する位相変調器と、

位相比較器、ローパスフィルタ、電圧制御発振器及び分周器により構成され、前記位相変調器から出力される周波数変調波を前記位相比較器に入力して所定の搬送波周波数の周波数変調波を前記電圧制御発振器から出力するPLLとを具備したことを特徴とするPLL方式FM変調器。

3. 考案の詳細な説明

〔考案の目的〕

（産業上の利用分野）

本考案はPLL方式FM変調器に係り、詳細には、PLLを構成するローパスフィルタの設計の自由度を増加させてPLLの特性を改善したも



のである。

(従来技術)

一般に、PLL (Phase Locked Loop) は位相比較器の出力をローパスフィルタを介して電圧制御発振器に与え、電圧制御発振器の出力を位相比較器に帰還するという構成により周波数を自動制御している。このPLLは種々の回路に適用されており、無線通信の分野においても、PLL方式の周波数シンセサイザを用いたFM変調器等が使用されている。

第2図はこのような従来のPLL方式FM変調器を示すブロック図である。

位相比較器1は基準発振器2から分周器3を介して入力される基準信号と、電圧制御発振器4から分周器5を介して入力される比較信号との位相を常に比較している。この位相差によって発生する位相比較器1の出力電圧は、ローパスフィルタ6を介して電圧制御発振器4に与えられ、電圧制御発振器4を制御する制御電圧となる。この制御電圧により、電圧制御発振器4の出力信号の周波



数は、比較信号の周波数と基準信号の周波数とが一致するように変化する。従って、電圧制御発振器 4 の出力は分周器 5 により分周されて位相比較器 1 に与えられているので、電圧制御発振器 4 から出力端子 7 に取り出される信号の周波数は分周器 3 からの基準信号の N 倍の周波数となる（但し、分周器 5 の分周比は N である）。

ここで、電圧制御発振器 4 に変調信号入力端子 8 からの変調信号を与えると、この変調信号のレベルに基づいて電圧制御発振器 4 の出力信号の周波数が増加し、結局、出力端子 7 へは基準信号の N 倍の周波数の信号が変調信号によって FM 変調されて出力されることになる。

ところで、上述したように、PLL においては、電圧制御発振器 4 の出力信号の位相を基準信号に一致させるように動作している。このため、変調信号の周波数が応答限界周波数である自然角周波数 ω_n よりも低い場合には、FM 変調成分が PLL に応答してしまう。従って、ローパスフィルタ 6 の自然角周波数 ω_n は変調信号の角周波数より



も低い値に設定されている。

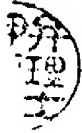
ところが、PLLの動作はこのローパスフィルタ6の自然角周波数 ω_n によって大きく左右され、ローパスフィルタ6の自然角周波数 ω_n を低く設定した場合には、下記のような問題が発生する。

- (1) 低い周波数の変調において周波数偏移制御が不十分になる。
- (2) プルイン時間が長くなり、キャリア周波数の切換え時間が長くなる。
- (3) 応答速度が遅い。
- (4) S/Nが悪化してしまう

(考案が解決しようとする課題)

このように、上述した従来のPLL方式FM変調器においては、ローパスフィルタの自然角周波数が制限を受け、PLLの特性に大きな影響を与えてしまうという問題点があった。

本考案は上記問題点に鑑みてなされたものであって、ローパスフィルタの自然角周波数の設定に自由度を持たせることにより、PLLの特性を大きく改善することができるPLL方式FM変調器



の提供を目的とする。

〔考案の構成〕

（課題を解決するための手段）

本考案は、基準発振器と、変調信号を積分する積分器と、前記基準発振器からの信号を前記積分器からの積分出力により位相変調する位相変調器と、位相比較器、ローパスフィルタ、電圧制御発振器及び分周器により構成され、前記位相変調器から出力される周波数変調波を前記位相比較器に入力して所定の搬送波周波数の周波数変調波を前記電圧制御発振器から出力するPLLとを具備したものである。

（作用）

本考案においては、PLLを構成する位相比較器には周波数変調波が入力される。位相比較器の出力は周波数復調信号となり、電圧制御発振器の出力は周波数変調信号となる。結局、PLLは基準発振器の出力周波数及び分周器の分周比に基づいた搬送波周波数の周波数変調波を出力する。このように、PLLは既に周波数変調された信号



に応答すればよいので、PLLの特性を決定するローパスフィルタの設計の自由度は大きい。

（実施例）

以下、図面に基づいて本考案を詳細に説明する。第1図は本考案に係るPLL方式FM変調器の一実施例を示すブロック図である。

変調信号入力端子10には変調信号が導入される。この変調信号は積分器11に導入され、積分器11は変調信号を積分して位相変調器12に出力する。また、位相変調器12には分周器13からの信号も導入される。分周器13は基準発振器14が出力した周波数 f_r の信号をN1分の1に分周して出力している。位相変調器12は分周器13の出力信号を積分器11からの信号で位相変調して位相比較器15に出力する。

位相比較器15には電圧制御発振器16から分周器17を介して比較信号も導入されており、位相比較器15は位相変調器12からの出力信号の位相と比較信号の位相とを比較して位相差に基づく出力信号をローパスフィルタ18を介して電圧制御発振器16



に与える。電圧制御発振器 16 の出力は F M 変調信号として出力端子 19 にも出力されている。

変調信号入力端子 10 に変調信号が導入されない場合には、出力端子 19 には F M 変調信号の搬送波が現れ、その搬送波周波数は、変調信号が導入されない場合の電圧制御発振器 16 の発振周波数を f_0 とすると、下記 (1) 式にて示される。

$$f_0 = \frac{N+2}{N-1} \times f_r \quad \dots (1)$$

次に、このように構成された実施例回路の動作について説明する。

変調信号は変調信号入力端子 10 に導入され、積分器 11 において積分される。この積分出力は位相変調器 12 に導入され、位相変調器 12 において、積分出力により分周器 13 の出力を位相変調する。

この位相変調器 12 の動作について更に説明する。いま、搬送波 (分周器 13 の出力信号) を $A_c \cos(\omega_c t + \theta_c)$ とし、変調信号 (積分器 11 の積分出力) を $f(t)$ とする。搬送波の位相角を変調信号により変化させると (P M 変調)、位相



角の時間関数 $\theta(t)$ は $\theta(t) = \omega_c t + \theta_c + k f(t)$ で表される。従って、PM変調波
 $[f_c(t)]_{PM}$ は下記(2)式にて示される。
 $[f_c(t)]_{PM} = A_c \cos[\omega_c t + \theta_c + k f(t)]$
 ... (2)

ところで、FM変調においては、角周波数を変化させるのであるから、搬送波の角周波数の瞬時変化を $\theta_1(t)$ とすると、

$$\frac{d\theta_1(t)}{dt} = \omega_c + k f(t) \text{ である。}$$

これより、 $\theta_1(t) = \omega_c t + \int k f(t) dt$ である。FM変調は角周波数の瞬時変化により表されるので、FM変調波 $[f_c(t)]_{FM}$ は下記(3)式にて示される。

$$[f_c(t)]_{FM} = A_c \cos[\omega_c t + \theta_c + \int k f(t) dt] \quad \dots (3)$$

この(2)、(3)式から明らかなように、変調信号 $f(t)$ を積分した後に位相変調することにより、FM変調波を得ることができる。

PLLにおいては、位相比較器15はその2つの



入力信号の位相を一致させるような出力、即ち、位相差に比例した直流出力を出力する。従って、位相変調器12の出力信号がFM変調されていれば、位相比較器15の出力は変調信号となる（FM復調）。この位相比較器15からの変調信号をローパスフィルタ18において希望周波数だけ通過させて電圧制御発振器16に与えることにより、電圧制御発振器16からFM変調信号を得ることができる。

なお、位相変調器12においては、搬送波と、この搬送波とは異なる位相のAM変調波とをベクトル合成することにより、PM変調波を得ている。このため、変調指数は約 $\pi/6$ （ラジアン）以下となっており、位相変調からFM変調波を得る場合には、狭帯域のFM変調となる。

このように、本実施例においては、電圧制御発振器16の発振周波数を変化させてFM変調波を得ているのではない。このため、PLLが変調信号に応答することがないので、変調信号の周波数に拘らず、ローパスフィルタ18の自然角周波数 ω_n を大きな値に設定することができる。



〔 考 案 の 効 果 〕

以上説明したように本考案によれば、ローパスフィルタの自然角周波数の設定の自由度が増加するので、PLLの特性を大きく改善することができる。

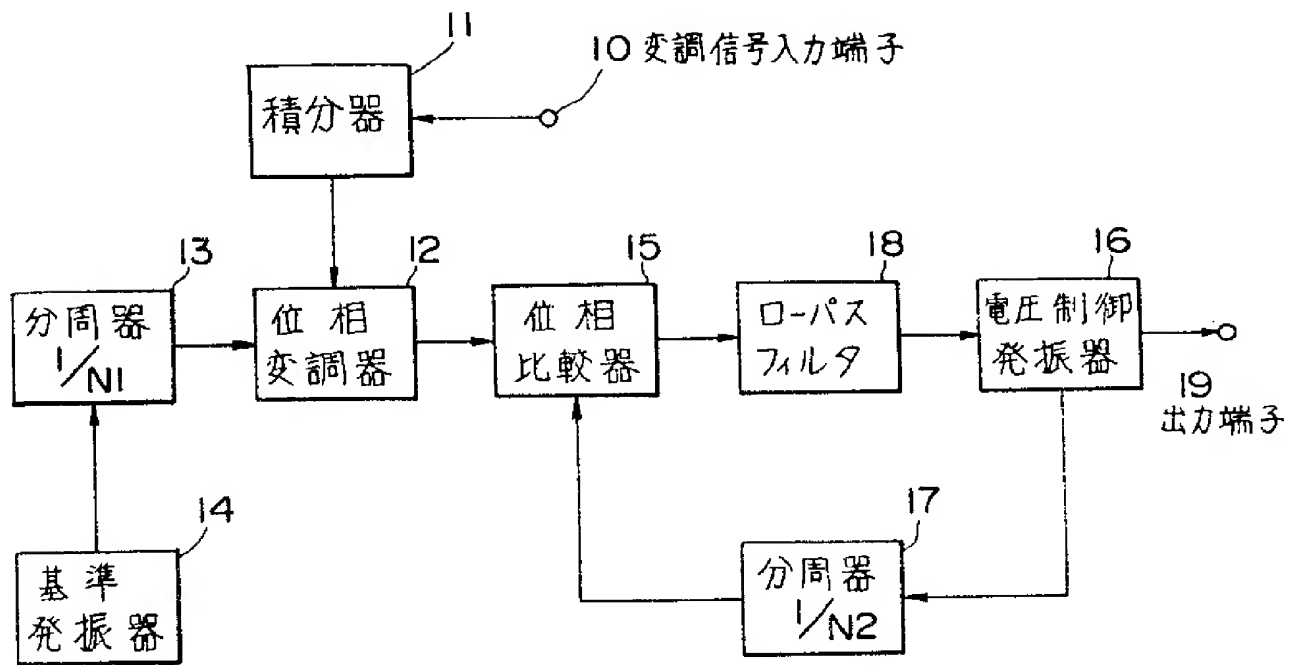
4. 図面の簡単な説明

第1図は本考案に係るPLL方式FM変調器の一実施例を示すブロック図、第2図は従来のPLL方式FM変調器を示すブロック図である。

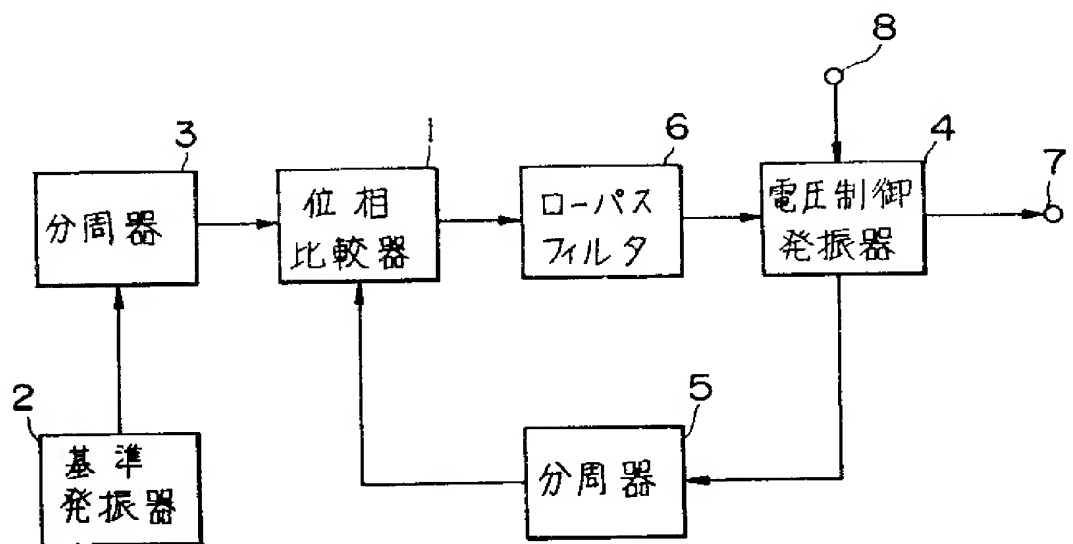
10…変調信号入力端子、11…積分器、
12…位相変調器、13、17分周器、14…基準発振器、
15…位相比較器、16電圧制御発振器、
18…ローパスフィルタ、19…出力端子。

代理人 弁理士 伊 藤 進





第 1 図



第 2 図